

[19]中华人民共和国专利局

[51]Int.Cl⁶

H04N 7/30



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 96120377.3

[43]公开日 1997 年 6 月 11 日

[11] 公开号 CN 1151662A

[22]申请日 96.10.21

[30]优先权

[32]95.10.20[33]US[31]546,049

[71]申请人 松下电器产业株式会社

地址 日本大阪

[72]发明人 帕屈立克·威廉姆·德维尼

丹尼尔·查德瑞恩·格那那普瑞克塞姆

汤姆斯·詹姆斯·李科克

[74]专利代理机构 永新专利商标代理有限公司

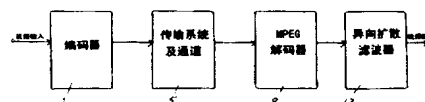
代理人 程 伟

权利要求书 5 页 说明书 20 页 附图页数 15 页

[54]发明名称 用于消除DCT编码的振铃现象的后滤波器

[57]摘要

一种视频信号编码/解码系统,通过采用后滤波器对解码数据进行各向异性扩散来减小振铃噪音,系统的实施例采用一种由动画专家协会(MPEG)开发的编码/解码技术。该后滤波器对单个的像素块进行处理,为每一个像素块指定单个边缘有效性门限值。如果边缘强度低于该门限值,则进行噪音消除,如果边缘强度高于所述门限值,则不进行噪音消除。



(BJ)第 1456 号

权 利 要 求 书

1. 一种用于视频信号解码系统的装置，该系统能够以数字方式对采用量化空间频率分量进行压缩之后的数据值进行解码，该系统包括能够在图像重现后抑制噪音的范围的滤波部件，该装置的特征在于包括：

5 用于接受经过解码后的数据值的装置，该数据值表征了图像帧的一部分；以及

各向异性扩散滤波装置，用于对接受的数据值进行滤波，以便有选择性地压缩其数值小于一个门限值的信号边缘分量。

2. 根据权利要求 1 所述的装置，其中所述门限值是所述图像帧的所述部分中的最大梯度值的一个预定部分。

3. 根据权利要求 2 所述的装置，其中所述各向异性扩散滤波装置进一步包括一个根据导率值对所述各向异性扩散滤波装置进行控制的装置，该导率值是由图像帧的所述部分中的最大梯度值来确定的。

4. 根据权利要求 3 所述的装置，其中所述导率值是通过一个限幅直线近似来确定的。

5. 根据权利要求 4 所述的装置，其中所述导率值是采用下述公式来确定的：

$$g(\text{梯度}) = C_1 + (C_2 / K) \times \text{梯度}$$

5 其中“g”为导率值，“梯度”为最大梯度值，“K”为门限值，“C₁”和“C₂”为常数。

6. 根据权利要求 5 所述的装置, 其中 C_1 等于 1.21, C_2 等于 -0.85576。

7. 根据权利要求 2 所述的装置, 进一步包括:

比较器, 用于对当前象素的幅值与 4 个紧邻象素的相应幅值进行比较, 以便确定最大幅值和最小幅值; 以及

5 减法器, 用于从所述最大幅值中减去所述最小幅值, 以便确定所述最大梯度值。

8. 根据权利要求 1 所述的装置, 其中所述的各向异性扩散滤波装置包括第一各向异性扩散滤波器和第二各向异性扩散滤波器。

9. 根据权利要求 8 所述的装置, 其中所述滤波装置进一步包括用于将所述门限值减小一个因子 2, 以便供第二各向异性扩散滤波器使用的装置。

10. 根据权利要求 1 所述的装置, 其中滤波是根据下面的公式进行计算的:

$$I(t_1) = I(t_0) + \{\Sigma(g_i \times \Delta I_i)\}$$

5 其中 “ $I(t_1)$ ” 是经过滤波后的数值, “ λ ” 是数字稳定性条件, “ g_i ” 是当前象素的导率值, “ ΔI_i ” 是当前象素与周围象素之间的幅值差, “ $I(t_0)$ ” 是当前象素的幅值。

11. 根据权利要求 1 所述的装置，其中滤波是采用只读存储器（ROM）实现的，该 ROM 依据下述公式来编程：

$$I(t_1) = I(t_0) + \{ \Sigma (g_i \times \Delta I_i) \}$$

- 5 其中“ $I(t_1)$ ”是经过滤波后的数值，“ λ ”是数字稳定性条件，“ g_i ”是当前象素的导率值，“ ΔI_i ”是当前象素与周围象素之间的幅值差，“ $I(t_0)$ ”是当前象素的幅值。

12. 一种在以数字方式对采用量化空间频率分量予以压缩的数据值进行解码的视频信号解码系统中对图像再现之后抑制噪音范围的方法，所述方法包括：

- 5 a). 接受经过解码后的数据值，该数据值表征了图像帧的一部分；以及
- b). 对接受的数据值进行各向异性扩散滤波，以便有选择性地压缩其数值小于一个门限值的信号边缘分量。

13. 根据权利要求 12 所述的方法，其中所述门限值是图像帧的所述部分中的最大梯度值的一个预定部分。

14. 根据权利要求 13 所述的方法，其中所述的步骤 b) 进一步包括一个根据导率值对所述各向异性扩散滤波装置进行控制的步骤，该导率值是由图像帧的所述部分中的最大梯度值来确定的。

15. 根据权利要求 14 所述的方法，其中所述导率值是通过一个限幅直线近似确定的。

16. 根据权利要求 15 所述的方法，其中所述导率值是采用下述公式来确定的：

$$g(\text{梯度}) = C_1 + (C_2 / K) \times \text{梯度}$$

5 其中“g”为导率值，“梯度”为最大梯度值，“K”为门限值，“C₁”和“C₂”为常数。

17. 根据权利要求 16 所述的方法，其中 C₁ 等于 1.21，C₂ 等于 -0.85576。

18. 根据权利要求 13 所述的方法，其中所述的最大梯度值是根据如下步骤确定的：

对当前象素的幅值与 4 个紧邻象素的相应幅值进行比较，以便确定最大幅值和最小幅值；

5 从所述最大幅值中减去所述最小幅值，以便确定所述最大梯度值。

19. 根据权利要求 12 所述的方法，其中所述的步骤 b) 进一步包括采用第一各向异性扩散滤波器和第二各向异性扩散滤波器对所接受的数据值进行滤波的步骤。

20. 根据权利要求 19 所述的方法，其中所述步骤 b) 进一步包括将所述门限值减小一个因子 2，以便供第二各向异性扩散滤波器使用的步骤。

21. 根据权利要求 12 所述的方法，其中滤波是根据下面的公式来进行计算的：

$$I(t_1) = I(t_0) + \{ \Sigma (g_i \times \Delta I_i) \}$$

5 其中“I(t₁)”是经过滤波后的数值，“λ”是数字稳定性条件，“g_i”是当前象素的导率值，“ΔI_i”是当前象素与周围象素之间的幅值差，“I(t₀)”是当前象素的幅值。

22. 根据权利要求 1 所述的装置, 其中所述的各向异性扩散滤波是采用只读存储器 (ROM) 来实现的。

23. 根据权利要求 22 所述的方法, 其中所述 ROM 依据下述公式来编程:

$$I(t_1) = I(t_0) + \{ \Sigma (g_i \times \Delta I_i) \}$$

其中 “ $I(t_1)$ ” 是经过滤波后的数值, “ λ ” 是数字稳定性条件, “ g_i ” 是当前象素的导率值, “ ΔI_i ” 是当前象素与周围象素之间的幅值差,

5 “ $I(t_0)$ ” 是当前象素的幅值。

说明书

用于消除 DCT 编码的振铃现象的后滤波器

本发明涉及一种高质量视频编码/解码系统，包括一个用于消除噪音现象的滤波器，更具体地说涉及一种各向异性扩散滤波器，它能够消除任何基于离散余弦变换（DCT）的视频解码系统中的振铃噪音。

众所周知，基于象素块离散余弦变换（象素块 DCT）的图像压缩算法在一定的情况下会产生需要消除的噪音。根据整个编码系统的具体细节，上述产生噪音的情况会有所不同，在所述编码系统中，DCT 仅仅是其中的一个部分。

一种近年来受到人们关注的视频压缩系统是由动画专家协会（MPEG）所建议的系统，该协会是属于国际标准组织（ISO）下的一个委员会。MPEG-2 系统是由仿真模式编辑协会发表的题为“MPEG-2 视频”的论文所提出的，登载在 ISO 的文件 ISO-IEC/13818-2: 1995（E）上，本申请采用其有关 MPEG-2 视频信号编码和解码方法的教导作为背景技术。这一系统类似于名称为“三维图像压缩视频信号编码”的美国专利 4,999,705 号所述的条件移动压缩插值（CMCI）视频信号编码系统，本申请采用其有关视频编码技术作为背景技术。

MPEG 在单个的系统中采用了若干熟知的数据压缩技术。这些技术包括移动压缩的预测编码、离散余弦编码（DCT）、自适应量化和可变长度编码（VLC）。在这些系统中，根据对取自输入图像的 64 个象素所组成的象素块进行离散余弦变换而获得的系数值来进行自适应量化步骤。

DCT 系数是采用变化的分辨率来予以量化的，所述分辨率是由编码操作所产生的数据量的函数。在采用固定带宽频道的系统中，如果单个的图像帧产生了相对大量的编码数据，则有可能需要增大对连续图像帧所施加的量化步长（使之粗化），以便减小用于代表这些帧的编码数据量。这样，就能够通过固定带宽频道来传输在若干帧间隔中产生的平均数据量。当量化器对 DCT 系数进行粗化量化时，如果被编码的图像包括具有相对较少轮廓的对象，该对象的再现图像有可能产生不希望的量化畸变。这种畸变表现为对象轮廓的失真。

美国专利 5,294,974 和 5,325,125 中披露了 MPEG 编码器，本申请以其有关 MPEG 编码器的教导作为背景技术。

目前，MPEG-2 解码器已经在市场上出售。1994 年 7 月和 1994 年 6 月在 SGS-Thomson Microelectronics（SGS 汤姆森微电子）上刊登的“MPEG-2/CCIR 601 视频解码器”一文以及“IBM MPEG-2 解码器芯片用户指南”一文分别介绍了两种这样的解码器。本申请以其有关 MPEG-2 解码器的教导作为背景技术。

一般说来，有两种需要消除的噪音现象，即阻塞和振铃（见 Yuen M. 和 Wu H.，“数字视频信号压缩中的再现现象”，Proc. of SPIE, Vol. 2419, 1995 年, pp.455-465，本申请以其关于阻塞和振铃噪音现象的教导作为背景技术）。阻塞仅仅发生在设定 DC 系数（亦即平均强度值）时，在非常低的数据率情况下最有可能发生。振铃发生在 DCT 系数，尤其是高频 AC 系数，的粗量化带来噪音的情况下。振铃与强边缘附近出现的噪音相关。在高质量系统（亦即采用低压缩比的系统）中，振铃是最容易发生的现象。由于逐帧之间的细微变化，振铃噪音在动画画面中以靠近边缘的局部闪烁形式被人们所察觉。这种类型的噪音被称为“蚊式噪音”。

高质量系统比低质量系统更为昂贵，但能够产生较少的噪音。在低质量系统中产生的占主导地位的噪音是阻塞噪音，而振铃噪音则主要出现在高质量系统中。在低质量系统中，人们已经作了大量的工作来减小阻塞效应，然而这些措施无法用来在高质量压缩系统中减小振铃噪音。

振铃现象出现在接近强边缘的平淡背景上。所述现象强于背景，但弱于边缘。因此，如果知道了局部边缘强度，就能够采用它来定义一个等级，凡是低于该等级的变化就被认为是不显著的。

可以采用被称为各向异性扩散的技术（见 Perona P. 和 Malik J., “采用各向异性扩散技术的尺度空间和边缘检测”， IEEE Trans. on Pattern Analasis and Machine Intellegence, Vol. 12, 1990, pp. 629-639，本申请以其有关各向异性扩散的教导作为背景技术）来减小这种类型的噪音现象。各向异性扩散可以有选择性地平滑低于等级门限值 K 的变化，与此同时保持或者甚至增强高于该门限值的变化。

KDD R&D Labs 已经开发了一种后滤波器，用于在卡拉 OK 设备上改善 MPEG-1 图像（参见 Nakajima Y., “用于抑制 MPEG 编码视频信号噪音的后处理算法”，日本 IEICE 技术报告，IE94-7, DSP94-7, 1994m pp.45-51，本申请以其有关后滤波器的教导作为背景技术）。这种系统为了计算最佳局部噪音清除滤波器的线性最小平方评估而计算局部均方差。该滤波器是边缘保持型的，然而以一种明确而复杂的形式来处理边缘依赖性。KDD 系统是高度面向 MPEG 的。它采用该编码方式的许多复杂细节以及由该方式予以处理的图像的统计数据。KDD 系统的硬件成本十分昂贵。

已经发表了许多有关使图像更为清晰和增强图像的各向异性扩散算法的论文（见 Saint-Marc P., Chen J., Medioni, “自适应平滑：一种用于早期版本的通用工具”， IEEE Trans. on PAMI, Vol. 13, 1990, pp. 514-529； Alvarez L., Lions P., Morel J., “采用非线性扩散 II 的图像选择性平滑和边

缘检测”，SIAM J. 数字分析， Vol. 29, 1990, pp. 845-866; 本申请采用其有关使图像更为清晰和增强图像的各向异性扩散算法的教导作为背景技术)，然而其中几乎没有文献考虑将其技术应用于像素块 DCT 系统。EL-Fallah 声称采用了各向异性扩散技术作为前滤波器，用于在进行压缩之前消除噪音（见 El-Fallah A., Ford G., Algazi V., Estes R, “采用图像平均曲率扩散的边缘和角部保持”， Proc. of SPIE, Vol. 2421, 1995, 本申请以其有关各向异性前滤波器的教导作为背景技术）。它不是用作一个后滤波器。Osher 和 Rubin 开发了一种与之紧密相关的“冲击滤波器”，但是没有在任何地方提及像素块 DCT 系统（见 Osher S., Rubin L., “采用冲击滤波器的面向图形的图像增强”， SIAM J. 数字分析， Vol. 27, 1990, pp. 919-940，本申请以其有关冲击滤波器的教导作为背景技术）。

在各向异性扩散中，如果边缘强度高于小心定义的临界门限值 K ，就会禁止越过边缘进行噪音消除平均。这种禁止的平均的结果是一种边缘保留平滑，当区域边界被识别为高于上述门限值边缘时，就会消除区域内部的噪音并同时保持该区域。

上面所引用的 Perona 和 Malik 一文建议，对于具有静止图形的图像来说，将临界门限值设定为等于总梯度的 90%，但是他们没有提供用于局部改变非静止图形的门限值的具体技术。上述所引用的 El-Fallah 等人的论文事实上表明，他们所采用的方案根本就不具有可调节的参数。

上面所述的已知技术表明，在噪音消除系统中存在一些困难。因此很明显，有必要提供一种各向异性后滤波器振铃噪音消除系统，它能够消除 MPEG 解码信号中的振铃噪音现象。

本发明提供了一种在视频信号编码/解码系统中采用的滤波系统，包括用于对输入视频信号进行编码、传输经过编码的数据、以及对数据进行解码和滤波的装置。该滤波系统接受由解码器产生的采用光栅扫描格式的解码数据块，并对它进行各向异性扩散，以便抑制振铃噪音现象。

通过结合附图对本发明进行详细说明，本发明的上述以及其他方面将变得更为清楚。

图 1 是采用本发明一种实施例的系统的方框图；

图 2(a)（已知技术）是一种视频信号编码系统的方框图；

图 2(b)（已知技术）是显示宏像素块结构的示意图；

图 2(c)（已知技术）是显示图形段的示意图；

图 2(d)（已知技术）是像素图，它显示了图 2(a)所示编码器所采用的折线式扫描方式；

图 3（已知技术）是一种示例视频信号解码系统的方框图；

图 4 是本发明的各向异性扩散滤波器的一种实施例的方框图；

图 5(a)和 5(b)是适合用于图 4 所示的本发明实施例的电路方框图；

图 6(a)显示了图像的扫描行，它示出了图形元素（像素）在行中的相对位置；

图 6(b)是电路方框图，该电路用于确定如图 4、5(a)、5(b)所示电路的门限值；

图 7(a)、7(b)是导率参数相对于梯度的曲线图，它们对高斯导率曲线与针对临界门限值分别为 10 和 100 的限幅直线近似曲线进行了比较；

图 8 是适合用于如图 5(a)、5(b)所示电路中的导率常数的电路方框图；

图 9 是适合用于在图 5(a)、5(b)所示电路中进行亮度处理的电路方框图；

附图 10 是适合用于在图 5(a)、5(b)所示电路中进行色度处理的电路方框图。

一般说来，本发明的后滤波器是对经过编码、传输、和最终解码之后所获得的数据进行处理以生成像素块。在处理这些以光栅扫描格式提供的像素块时，后滤波器对每一像素块确定一个边缘有效性门限值，确定一个导率值，对像素块进行各向异性扩散以便平滑变量，从而消除低于门限值的振铃噪音现象，但同时保留或增强高于所述门限值的图形。换句话说，如果边缘强度大于门限值，边缘就不会受到噪音消除的影响。

尽管本发明是结合 MPEG 解码系统予以说明的，但是它适合于任何视频解码系统，只要这样的系统是对量化空间频率系数表示的数据进行解码。

图 1 是本发明一种实施例的系统方框图。其中，将高质量视频信号数据送到编码器 1，该编码器采用一种 MPEG 编码算法对上述数据进行编码，以便对数据进行压缩。编码器 1 产生图像帧，将数据变换成块格式，并进行离散余弦变换（DCT）压缩。将经过压缩之后的 MPEG 数据流通过一个传输通道 5 送到一个接受装置。上述传输系统和通道 5 可以是地面或卫星传播通道，也可以是电缆传输通道。当接受装置接收到上述数据流时，采用一个 MPEG 解码器 9 进行解码。该解码器 9 采用一个反离散余弦变换（IDCT）处理器和一个移动补偿处理器来获得用于显示的像素块。然而，在显示之前，需要首先将这些像素块转换成为光栅扫描数据，并将该光栅扫描数据送到一个各向异性扩散滤波器 13。该滤波器 13 能够消除图形中的振铃噪音现象。当光栅扫描数据经过上述各向异性扩散滤波器 13 之后，将作为高质量数字视频信号予以显示。

在图 2(a)中显示了已知编码器的实例。在这样的系统中，由摄像机（图中未示）或者其他视频信号源以光栅扫描顺序提供用于表述一个图像的红色（R）、绿色（G）、和蓝色（B）信号。这些信号由一个已知彩色矩阵电路 104 予以处理，产生一个亮度信号（Y）和两个色差信号（B-Y）和（R-Y）。上述色差信号（B-Y）和（R-Y）由相应的低通滤波器 106 和 108 予以处理。示例的滤波器 106 和 108 对相应的色差信号进行空间滤波，以便产生一个信号，该信号在水平和垂直方向上各具有亮度信号的一半的空间分辨率。

上述亮度信号 Y 和两个经过空间滤波的色差信号 B-Y' 和 R-Y' 被送到像素块转换器 110。该转换器 110 可以包括诸如一个已知的双端口存储器，将信号 Y、(B-Y)'、和(R-Y)' 由光栅扫描格式转换为块格式。

在块格式下，每一帧图像由一系列像素块来表示，其中每一像素块包括 64 个像素，这些像素以每行 8 个像素和每列 8 个像素排列成为一个矩阵。像素块转换器 110 将若干个连续的像素块组合成为一个被称为宏像素块的数据结构。图 2(b)显示了一个宏像素块 330，这些像素值用 8 位数字值来表示。像素块转换器 110 每一次将一个块的像素值送到减法器 112。

减法器 112 从像素块转换器 110 所提供的宏像素块的相应像素块中减去由移动补偿电路 134 所提供的宏像素块的相应像素块。减法器 112 产生的像素块代表了经过动画预测性差分编码的宏像素块。将产生的像素块送到 DCT 处理器 114。DCT 处理器 114 对 6 个具有差分像素值的块中的每一个进行离散余弦变换，将它们转换成为 6 个相应的 DCT 系数块。然后，采用如附图 2(d)所示的折线扫描，将这些块重新排列成为一个由 64 个系数组成的直线数据串。

对于任何块来说，上述系数中的第一个代表像素块中像素的直流（DC）空间频率分量，其余的系数代表空间频率的逐个高次分量。

将 DCT 处理器 114 提供的系数值送到量化器 116，该量化器将每一个系数值转换成为具有指定位数的二进制值。一般说来，由于人眼对具有较低空间频率的图像成分比具有较高空间频率的图像成分更为敏感，因此较之高阶系数而言，对于低阶系数采用更多的位数。例如，可以通过采用相应的不同值来分解经过线性化之后的象素块中的每一个系数值实现上述操作，该不同值与系数的频率成正比。包含这些数值的阵列可以与信号一起传输，以便在信号的传输终点解除对信号的量化。

此外，也可以根据下面将要介绍的量化控制电路 122 所提供的数值来改变为每一个系数所指定的位数。可以对每一个宏象素块施加上述数值中的一个，以便在通过与频率有关的数值阵列来分解系数之前或之后，采用这些数值来分解宏象素块中每一个系数值。量化器 116 产生了一个数字值串，它被送到可变长度编码器 118 和反向量化器 124。

上述可变长度编码器 118 采用例如幅值扫描宽度 Huffman 型编码对数据进行编码。可变长度编码器 118 产生的信号被送到一个先进先出（FIFO）缓冲器 120，该缓冲器存储该数值，以预定的速率传送该数值作为信号输出。

在固定带宽频道应用场合中，量化控制电路 122 通过控制量化器 116 施加的量化步长来补偿产生被编码信息的变化速率。根据各个有关缓冲器存满程度的信号，上述量化控制电路 122 使得量化器 116 有条件地为 DCT 处理器 114 提供的系数值提供不同的量化分辨率。当缓冲器存储了更多的数据时，控制电路 122 就让量化器 116 对系数值提供不断粗化的量化分辨率。

这样，当 FIFO 缓冲器 120 存储了不断增多的数据时，量化器 116 通过更为粗化地量化代表被接受图像的 DCT 系数来产生较少位的编码数据。当数据最终被解码并准备予以显示时，上述粗化就会导致在数据中产生振铃噪音现象。

在传输数值之后，将它们接受并进行解码。图 3 显示了一种典型的解码器。将捕获的数据送到可变长度解码器（VLD）123，它进行与附图 2(a)所示的可变长度编码器 118 相反的可变长度编码操作。此外，VLD 123 提取出经过编码的移动向量信息，并将它送到图形补偿处理器 134。固定长度编码数据块被送到一个反向量化器 124，它进行与量化器 116 相反的操作，以便产生代表被编码图像的每一象素块的近似 DCT 系数。

对应于 DCT 象素块 8 行（一个象素块）高度的一列，将与 DCT 块边界垂直对齐的 8 行定义为一个图像片段。每一图像片段的象素块数目等于图片宽度与 DCT 块宽度的比值。这样，例如 480 行的 MPEG 编码图片包括 60 图像片段，每一个图像片段的高度为 8 行。附图 2(c)显示了对应于图片 350 和 DCT 宏象素块 360 的图像片段 370。

将反向量化器 124 产生的系数值块送到反离散余弦变换（IDCT）处理器 126。该处理器进行反向离散余弦变换操作，以便形成图像象素的再现块或者经过差分移动补偿的编码象素值。

这一再现块代表了移动补偿的象素，通过 IDCT 电路 126，与移动补偿单元 134 产生的预测块一起送到加法器 128。该移动补偿单元 134 根据从 VLD 处理器 123 所接受到的信息，提供需要与多帧存储器 130 提供的解码 IDCT 块相组合的数据。该加法器 128 对上述数值进行相加，产生经过解码的象素值，将这样的象素值存储在帧存储器 130 中，以便进行后处理或显示。象素值的没有经过移动补偿的象素块被存储在存储器 130 中，不作改变。从存储器 130 中以光栅扫描顺序提供图像数据。

附图 4 显示了本发明一种实施例的各向异性扩散滤波器的方框图。将以光栅扫描顺序排列的 MPEG 解码数据送到该滤波器。对光栅扫描中的象素计算出各个边缘有效性门限值 20，它对应于由 MPEG 解码器所处理的每一个象素数据块。在确定边缘有效性门限值 20 之后，滤波器进行扩散处理 30。对于给定的某个象素来说，采用其 4 个相邻的象素来实现

扩散，每一个相邻像素提供自己的导率值。所述导率值是根据 ΔI （相邻像素与中心像素之间的强度差值）和 K （包含中心像素的像素块的边缘有效性门限值）来计算的。在进行扩散之后，滤波器送出所获得的像素值，以便予以显示。

图 5(a)和 5(b)显示了适合于附图 4 所示本发明实施例使用的电路方框图。每一个输入帧由一个亮度帧 Y 和两个色度帧 C_r 和 C_b 组成。对所述亮度帧与所述色度帧彼此独立地进行处理。附图 5(a)是适合用于进行单次各向异性扩散操作的电路，而附图 5(b)是适合用于进行多次操作的电路。

本发明的滤波器对需要处理的数据进行多次处理。在对数据进行第一次滤波之后，将数据送回到滤波器，使之第二次通过滤波器，因而能够进一步地消除噪音。

一般说来，像素块的梯度是选取边缘有效性门限值 K 的基础。如果像素块包含一个高对比度边缘，那么沿着该边缘的梯度值就较大。较强的边缘在通过一个基于 DCT 的压缩系统之后产生振铃，而且振铃的幅度会远小于边缘的幅度。因此，根据实际边缘强度来设定边缘有效性门限值将导致各向异性扩散，以消除振铃。然而，简单地将临界边缘有效性门限值 K 设定为等于一个像素块之内的最大梯度将会导致过份的平滑化。已发现最大梯度值的 0.5 倍能够提供适度的平滑化。因此，应当根据下面的公式 1 来确定 K 值：

$$K(\text{块}) = \alpha \times (0.5 \times \text{实际最大梯度值}) \quad (1)$$

其中 $\alpha = 0.75$

系数 0.75 是实验系数，用于改善导率函数（下面将予以讨论）与梯度值之间的匹配。

上述规则适合用于黑白图像，采用下述方法能够将它扩展到彩色图像。

彩色图像系统将彩色视频信号当做正交信号（例如 R、G、B 或者 Y、C_r、C_b）的组合来予以处理。采用彩色矩阵来实现在这些正交坐标系中的变换。彩色图像作为梯度的边缘的直接扩展将导致按照公式（2）将梯度视作三色梯度的欧氏幅值：

$$\text{梯度(彩色)} = \sqrt{(\text{R 梯度})^2 + (\text{G 梯度})^2 + (\text{B 梯度})^2} \quad (2)$$

这一规则由于彩色次采样而变得更为复杂，上述彩色次采样在电视图像技术中经常采用。YUV（Y、C_r、C_b）彩色坐标系统在电视系统中是最为常见的。每一帧图像由一个亮度帧 Y 和两个色度帧 C_r、C_b 组成。试验表明，U 和 V 可以采用因子 2 来水平地予以采样而不至于产生会被察觉的现象。采用这种次采样的图像被称为 YUV422 图像。

为了计算 YUV422 图像的彩色梯度，理想的方式是通过直接补充采样或者插值方式来重新建立失去的采样。然后对经过补充采样的图像进行各向异性扩散滤波（两倍于 U 和 V 的 YUV 422 硬件费用）。否则，U 和 V 的尺度门限值就会按照全尺度来予以计算，然而却错误地用于半尺度 U 和 V 数据。本发明以彼此独立的方式来处理 Y、U、V 数据，因而不需要进行补充采样。在每一种情况下，都将积累临界门限值 K 的统计值，然后在具有适当大小的 DCT 象素块中予以使用。

绝大多数文献都采用熟知的 Sobel 边缘算子来计算梯度的大小。这种计算方法采用 8 个最为接近的相邻象素的数据来计算梯度的 X 分量和 Y 分量。然后通过计算其平方和的平方根将上述分量组合起来。然而，采用这种梯度计算方法显得过于昂贵了。

本发明采用较为经济的形态梯度。如图 6(b)所示，形态梯度采用中心象素及 4 个与之最为靠近的相邻象素，仅仅需要进行 6 次比较和一次

减法,这一点将在下面结合图 6(b)予以说明。在通常情况下,形态梯度的缺点是将一个象素宽度的边缘扩展为两个象素宽度。然而,对于各向异性扩散来说,上述缺点相反成了优点。位于一个边缘两侧的象素被标志为具有较高梯度。这就增强了禁止扩散跨过边缘的所需效果,当边缘跨过 DCT 象素块边缘时尤其如此。

扩散的各向异性由一个局部变量来予以控制,该变量类似于热导率或电导。这一参数 g 是一个单调递减函数。上述所引用的 Perona 和 Malik 一文和其他文献提供了两个这样的函数: 高斯指数函数和拉普拉斯函数。上述文献指出,高斯指数函数对于保持高对比度边缘来说具有更好的效果。El-Fallah 认为,梯度的倒数应当视作导率(见 El-Fallah A.和 Ford G.,“基于非均匀扩散和微分几何的非线性自适应图像滤波”, Proc. of SPIE, Vol. 2182, 1994, PP. 49-63, 本申请引用该文中关于导率计算的论述作为背景技术。)

本发明采用高斯函数,因为该函数经过很少次数的迭代(例如两次),就能够提供有效的扩散。高斯导率的公式如下:

$$g(\text{梯度}) = e^{-(|\text{梯度}|/k)^2} \quad (3)$$

对于每一次迭代来说,针对每一个象素相邻的 4 个象素中的每一个来计算导率 G 。通过查表或多项式近似法来进行精确计算会过于昂贵,因为 K 和梯度都是变量(然而,在本发明的第二中实施例中采用了查表方法,下面将结合图 9 和 10 进行说明)。因此,本发明采用限幅直线近似法来取代高斯函数。通过弯曲点的该直线在弯曲点上具有与高斯函数相同的斜率。对高直线的限幅使得 G 保持在如下的范围之内,即: $0 \leq g \leq 1$ 。可以采用下面的公式 4, 根据 K 计算出 g :

$$g(\text{梯度}) = C_1 + (C_2 / K) \times \text{梯度} \quad (4)$$

图 7(a)和 7(b)所给出的曲线表明,这是一种良好的逼近。此外,这种方法将用于计算 g 的硬件简化为:第一,将梯度与每像素块的一个参数相乘;第二,与一个常数相加;以及第三,对所获得的结果进行限幅。

为了说明这一多次滤波器的工作原理,首先是结合附图 5(a)对单次滤波器的工作原理进行说明,然后再结合附图 5(b)来说明怎样将一个单次滤波器改变成为一个多次滤波器。在附图 5(a)中,亮度帧由延迟部件 207 延迟一行时间间隔 ($1H$),然后由 ($1H$) 延迟部件 209 进行第二次延迟。将延迟部件 207 和 209 提供的信号以及原始 Y 信号送到梯度计算器 210,以便计算出边缘有效性门限值 K 。此后,由 $CaLcC_2/k$ 单元 215 计算出导率值 C_2/k 。

将该数据送到一个亮度处理器 220 进行处理。送到上述处理器 220 的输入信号包括由 $CaLcC_2/k$ 单元 215 产生的导率常数 C_2/k , FIFO 缓冲器 206 所产生的输出信号,由上述 FIFO 缓冲器 206 产生并经过延迟部件 212 延迟一行时间间隔 ($1H$) 的输出信号,以及由上述 FIFO 缓冲器 206 产生并由延迟部件 214 延迟第二个一行时间间隔 ($1H$) 的输出信号。

色度帧 C_r 和 C_b 由多路调制器 260 混合在一起。多路调制器 260 的输出信号由延迟部件 267 延迟一个水平行时间间隔 ($H/2$),然后再由延迟元件 269 第二次延迟一个水平行时间间隔 ($H/2$)。应当注意的是,色度信号每一行的采样数目为亮度信号采样数目的一半。因此,采用 $H/2$ 延迟部件的延迟行将使得色度信号延迟一个水平行时间间隔。多路调制器 260 也存储在一个 FIFO 缓冲器补偿延迟部件 266 中,以便进行进一步处理。由两个延迟部件 267 和 269 所提供的信号以及多路调制器 265 所提供的原始输出信号被送到一个梯度计算器 270,以便计算出边缘有效性门限值。此后,由 $CaLcC_2/k$ 计算器 275 计算出导率常数 C_2/k 。

随后,将数据送到一个色度处理器 280 进行处理。送到处理器 280 的输入信号包括由 $CaLcC_2/k$ 单元 275 产生的导率常数 C_2/k , FIFO 缓冲

器 266 所产生的输出信号，由上述 FIFO 缓冲器 266 产生并经过延迟元件 272 延迟一行时间间隔（1H）的输出信号，以及由上述 FIFO 缓冲器 266 产生并由延迟部件 274 第二次延迟一行时间间隔（1H）的输出信号。

适当地选取 FIFO 缓冲器和多路调制器能够使得电路以两倍像素时钟频率运行，以便进行两次各向异性扩散。如果后滤波电路以两倍时钟频率予以驱动，那么只要增加适当的循环电路，就有时间进行两次后滤波。这种再循环电路如附图 5(b)所示。对于亮度帧来说，它包括一个速率变换电路（由一次像素时钟变换到两次像素时钟），该变换电路包括一个 FIFO 缓冲器 200；一个再循环通路（将 Y 处理输出送到多路调制器 205）；一个多路调制器 205，用于选择第一次通过的数据或第二次通过的数据；以及由 FIFO 缓冲器 225 构成的最终频率变换器，用于收集第二通道的输出并将它转换回一次像素时钟。对于色度帧来说，再循环电路包括频率变换和 FIFO 缓冲器 250 和 255；一个再循环通路（将 C_r 和 C_b 处理输出送到多路调制器 265）；一个多路调制器 265，用于选择第一次通过的数据或第二次通过的数据；由 FIFO 缓冲器 285 和 290 构成的最终频率变换器，用于收集第二通道的输出并将它转换回一次像素时钟；以及多路调制器 295，用于将上述 C_r 和 C_b 信号合并成为一个输出信号。

图 6(b)显示了一种梯度电路的方框图，该电路适合用于确定如图 5(a)、5(b)所示电路中的边缘有效性门限值。如图 6(a)所示的图像扫描行的像素由图 6(b)所示的电路进行处理。在图 6(a)中，OH 行中的像素 S 代表比当前行（1H）低一个水平行的像素，2H 行中的像素 N 代表比当前行（1H）高一个水平行的像素。当前行 1H 中的当前像素用标记 X 来表示。像素 E 和 W 分别是紧邻当前行 1H 中的当前像素 X 之前和之后的像素。

像素 S 和 N 分别存储在锁存器 609 和 611 中，然后由比较器 610 进行比较。具有较大幅值的像素由多路调制器 615 提供，具有较小幅值的像素由多路调制器 620 提供。同时，采用一对延迟器 604 和 605 来分离

象素 E 和 W，它们在 1H 行中分别紧邻当前象素 X 之前和之后。由比较器 625 对这两个象素进行比较，具有较大幅值的象素由多路调制器 630 提供，具有较小幅值的象素由多路调制器 635 提供。比较器 640 对多路调制器 615 提供的较大象素幅值和多路调制器 630 提供的较大象素幅值进行比较，这两个幅值中的较大者由多路调制器 645 提供。比较器 650 对多路调制器 615 提供的较小象素幅值和多路调制器 635 提供的较小象素幅值进行比较，这两个幅值中的较小者由多路调制器 655 提供。一个补偿延迟部件 663 以适当的定时将当前象素 X 送到比较器 660 和 670，以便与其周围的相应最大象素值和最小象素值相匹配。由多路调制器 645 提供的最大周围象素幅值在比较器 660 中与与当前象素的幅值进行比较，具有更大幅值的象素由多路调制器 665 提供。由多路调制器 655 提供的最小象素幅值在比较器 670 中与当前象素 X 进行比较，具有更小幅值的象素由多路调制器 675 提供。这样，在 5 个被比较的象素（S、X、N、E、W）中，最大的幅值由多路调制器 665 提供，最小的幅值由多路调制器 675 提供。这两个数值在减法器 680 中相减，从而提供了最终的结果，它就是当前象素的形态梯度。图 8 显示了怎样来利用上述结果：在图 6 中计算出来的梯度（在图 8 中用标记 802 表示）被送到 max 部件 808 的一个输入端，其余的输入端用于接受 DCT 块的运行最大值。在确定该象素块中所有象素的最大梯度之后，将最后锁存的最大值（在寄存器 810 中）除以 2（亦即朝着加权小的方向移动一位），以便为这一象素块产生边缘有效性门限值 k。

本申请的发明人确定了公式（4）中所述的常数 C_1 和 C_2 分别为 1.21 和 0.85576。这样，上述公式（4）就简化成了下述公式（5）：

$$g(\text{梯度}) = 1.21 - (0.85576 / K) \times \text{梯度} \quad (5)$$

对于每一个被转换为光栅扫描数据并随后予以处理的像素块来说， C_1 和 C_2 的数值保持不变。然而，对于各个像素块来说， K 值是变化的。图 7(a)和 7(b)显示了高斯导率曲线以及分别在 $K=10$ 和 $K=100$ 处以限幅直线表示的近似曲线。

图 8 显示了确定如图 5(a)和 5(b)所示电路中的导率常数 C_2/k 的电路方框图。在 max 模块 801 中，由图 6 所示的梯度计算器 802 确定的当前像素的梯度被送到 max 比较器 808。将当前像素块的当前像素列的最大梯度通过用于存储 runmax (列)的 runmax 存储器送到 max 比较器 808。max 比较器 808 对当前像素的梯度与 runmax (列)进行比较，并提供较大的值。在时钟脉冲 0-6 处，将比较的结果送到多路调制器 804。

一个地址发生和定时电路 850 控制在电路中的寻址、读出、和写入。在像素块的一列中有 8 个时钟脉冲 (0-7)。

由比较器 808 进行比较的结果在经过一个时钟脉冲的延迟部件 810 之后也被送到多路调制器 812，该多路调制器每经过 8 个像素列就将 runmax (列)置零。多路调制器 812 在 0 时钟脉冲处要么提供 0，要么提供存储在静态 RAM 820 中的 runmax (列)。在每 8 列像素的时钟脉冲 1，比较器 808 的比较结果也被存储在 RAM 820 中。这一数值是像素块的最大梯度 K_{\max} (块)。

所示的 RAM 820 是单端口型的，因此采用延迟来实现读出和写入。在时钟脉冲 0 和 1 将数据写入 RAM 820，而在时钟脉冲 6 和 7 将数据读出 RAM 820。对于宽度为 W 个像素的图像来说，RAM 820 具有 $2 \times (W/8)$ 字节的存储位置，其中， $W/8$ 的存储位置用于存储 runmax (列)，另一个 $W/8$ 的存储位置用于存储 K_{\max} (块)。地址发生器 850 使得多路调制器 812 在开始一个新的像素块之前将 0 置于 runmax 中。它也使得寄存器 816 在每个像素块的终点将 K_{\max} 值随着时钟脉冲送出。采用这种方式，即使处理是以光栅扫描次序来进行的，但是通过将部分结果加入到正

确的像素块并将正确的 K 值施加到每一个像素块以便进行滤波，就能够精确地记录所蕴涵的像素块结构。RAM 820 具有足够数目的存储位置，以便记录一个片段中的所有 DCT 像素块。

在时钟脉冲 6，将 runmax（列）从 RAM 820 中读出并在延迟一个时钟脉冲之后送到多路调制器 804，以便腾出 runmax 存储区域 806。在时钟脉冲 7，将 K_{\max} （块）送到检查模块 830。该检查模块 830 接受 K_{\max} （块），并将它送到 ROM 834，以便确定导率常数 C_2/k 。该数值用于随后的亮度和色度处理，对此下面将作说明。

各向异性扩散的实质是一种迭代处理。经过每一次迭代，使边缘得到细微的锐化，使平坦区域得到细微的平滑。守恒规律对这一过程施加了一个自然限制，即在一次迭代中扩散给一个像素周围的 4 个像素的强度总和不可能超过其自身的强度。因此平均而言，提供给任何一个周围像素的强度不可能超过其自身强度的四分之一。这就是下述公式（6）的总体扩散公式中给出 $\lambda_{\max}=1/4$ 的数字稳定性条件的由来：

$$I(t_1) = I(t_0) + \{ \sum (G_i \times \Delta I_i) \} \quad (6)$$

$$\text{其中：} \Delta I_i = (I_i - I_{\text{center}}) \quad i = 4$$

在这一限制中，扩散速率可以通过设定 K 来予以控制。从本质上说，在强的边缘附近允许实现更多的扩散（平滑）。

对于图像段来说，已知文献的最大兴趣在于朝着其稳定终点的各向异性扩散过程。上述所引用的 Alvarez 等人的报告得出的结论是采用较少次数的迭代。在本发明中，已经确定对于 $\lambda=1/4$ 来说，各向异性扩散的两次迭代能够实现全部有用的噪音消除。上述所引用的 Saint-Marc 等人的论文指出，最为有用的边缘增强出现在几次迭代中，而噪音消除则需要更多的迭代。在本发明中，K 的局部自适应使得某些噪音消除能够在少数几次迭代中实现。

本发明发现，在第二次迭代中将 K 缩小一个因子 2，亦即使 $K_2 = 0.5K_1$ ，那么两次迭代就能够获得最好的结果。保持 K 不变或者增大 K 将会导致过份的模糊。在自适应 K 值时，采用大于 0.5 的因子会有效地消除进一步的扩散，使得进行第二次滤波变得无意义。因此，在本发明的一个实施例中，在进行第一次扩散迭代之后（例如图 5(a)和 5(b)中的部件 205-220），将第二次扩散迭代中的 K 值减小一个因子 2。

图 9 是适合在附图 5(a)、5(b)所示电路中用于进行亮度处理的电路方框图。这一电路包括用于计算导率值 G 的硬件。对 4 组不同的输入数据 N 、 E 、 E 、和 S 进行相同的处理，它们分别是紧邻当前像素 X 上方的像素、紧邻当前像素 X 右侧的像素、紧邻当前像素 X 左侧的像素、以及紧邻当前像素 X 下方的像素。对像素 S 、 E 、 W 、和 N 的处理分别如图中方框 910、930、940、和 950 所示。

为了处理像素 S ，在 OH （像素 S 或者紧邻当前像素 X 下方的像素）存储在锁存器 911 中之后，将它送到减法器 913，该减法器从像素 S 中减去锁存在锁存器 912 中的当前像素 X 。这样就获得了公式（6）中所述的 ΔI_i 项。由一个绝对值电路 914 来确定上述 ΔI_i 的绝对值，并将它存储在 FIFO 缓冲器 917 中。将附图 8 所示电路所获得的导率常数 C_2/k 与 ΔI_i 的绝对值相乘，然后采用减法器 920 从导率常数 C_1 中减去上述相乘后的乘积，从而获得公式（6）中所述的 g_i 项。在电路 922 中对上述结果进行限制，使 g 值保持在 $0 \leq g \leq 1$ 的范围之内。这一操作是根据公式（4）取 g 的近似值。乘法器 924 将上述经过限幅的数值与存储在 FIFO 缓冲器 917 中的 ΔI_i 相乘。

在本发明的第二实施例中，采用 ROM 915 来取代部件 917、918、920、922、和 924。发明人发现，将 C_2/k 表示为一个 4 比特数值，将 ΔI_i 的绝对值表示为一个 8 比特数值所获得的噪音消除结果在公式（3）给出的计算的 0.1dB 之内。这样，总地说来需要 12 比特，因而采用一个 4K 的 ROM。根据公式（6）来对 ROM 915 的值进行编程。在本发明的

这一实施例中，可以根据公式（3）来确定 g_i 的数值。在这种情况下，送到 ROM 915 的 C_2/k 输入值可以由经过近似量化的输入值 K 来取代。

对象素 E、W、N 的处理与上述处理相同。

在获得对 4 个周围象素的任何一个的 $g_i \times \Delta I_i$ 项之后，在加法电路 960 中对所有的 $g_i \times \Delta I_i$ 项相加。其中加法器 962 对象素 N 和 E 的 $g_i \times \Delta I_i$ 项进行相加，加法器 964 对象素 W 和 S 的 $G_i \times \Delta I_i$ 项进行相加。采用加法器 966 来加入中心象素 X，它代表了公式（6）中的 $I(t_0)$ 项。所有上述各项由加法器 968 进行相加，然后予以输出。

附图 10 是适合于在附图 5(a)、5(b)所示的电路中进行色度处理的电路方框图。这一电路进行的处理与附图 9 所示电路的处理相似。时钟控制器 994 控制该电路的定时。

当前象素 X 被存储在 FIFO 缓冲器 992 中，位于当前象素 X 周围的 4 个象素（亦即紧邻当前象素 X 上、下、右、左的象素）被送到多路调制器 980。由减法器 982 从中减去当前象素。这一减法获得了公式（6）所述的 ΔI_i 项。由一个绝对值电路 983 来计算 ΔI_i 项的绝对值，并存储在 FIFO 缓冲器 984 中。由附图 8 所示查看模块获得的导率常数 C_2/k 与上述 ΔI_i 项的绝对值相乘，然后由减法器 987 从导率常数 C_1 中减去上述相乘的乘积，获得公式（6）中的 g_i 项。这一结果然后由电路 983 限幅。限幅后的值由乘法器 989 与存在 FIFO 缓存器 984 中的 ΔI_i 相乘。然后将 $g_i \times \Delta I_i$ 项由加法器与存在 FIFO 缓存器 992 中的当前象素 X（代表等式(6)中的 $I(t_0)$ 项）相加并输出。在本发明的实施例中，ROM 985 代替了部件 984、986、987、988、和 989。

虽然本发明已应用于 MPEG 和 DVC 压缩，由于它以光栅扫描格式在解码数据上操作，所以仍可用于对采用量化空间频率系数编码的视频数据进行解码的任何系统。

本发明是结合上述实施例和附图进行叙述的，但是，本发明技术领域内的一般技术人员可根据本发明的原理对本发明的实施例进行修改和变型，因此，本发明的内容享受权利要求的保护。

说明书附图

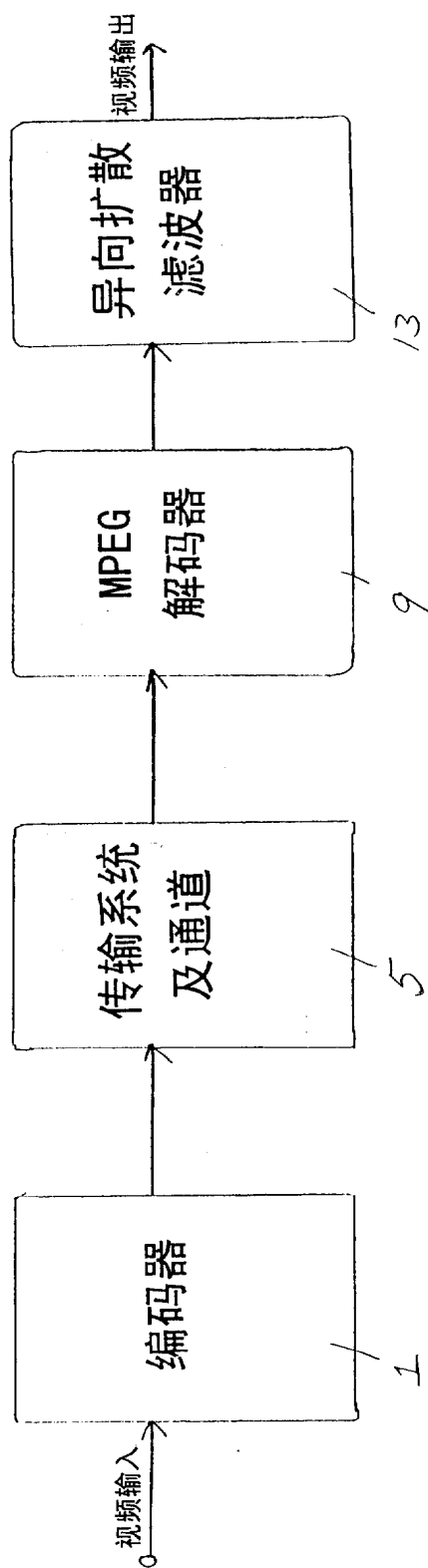


图 1

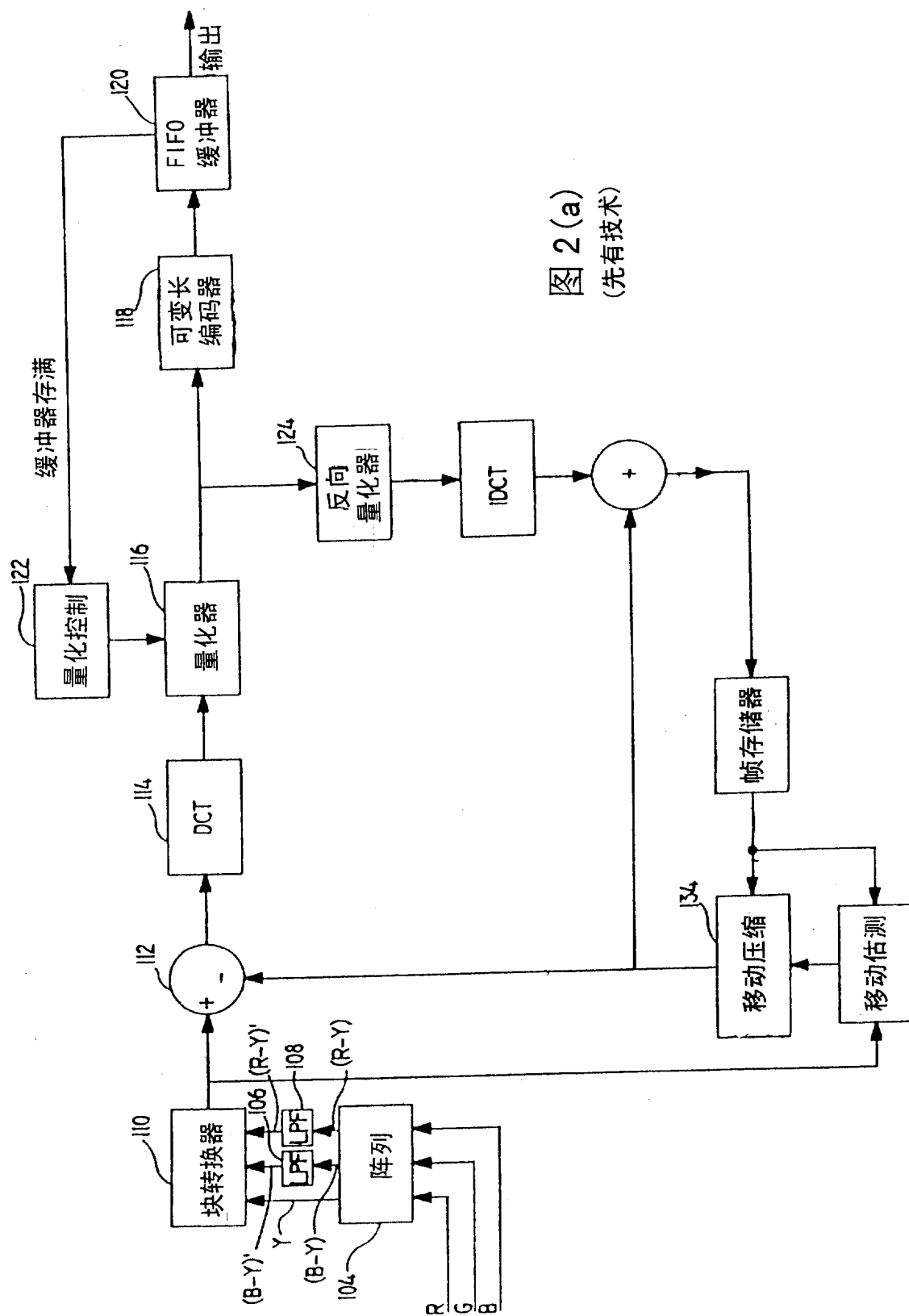


图 2(a)
(现有技术)

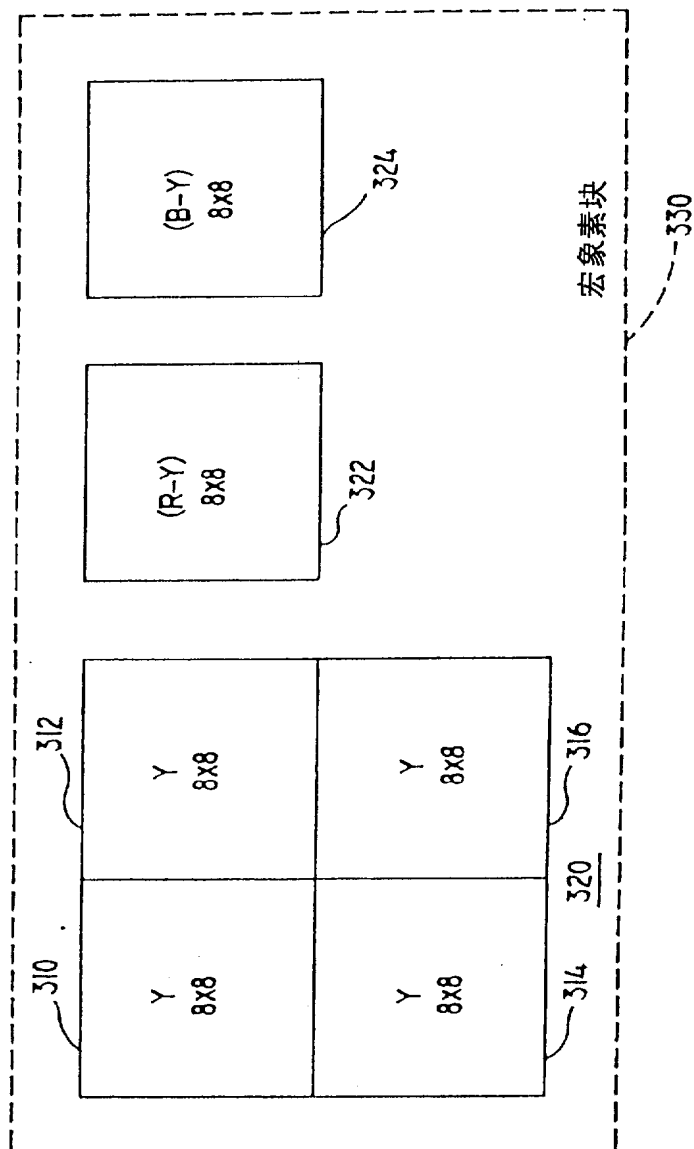


图 2 (b)
(现有技术)

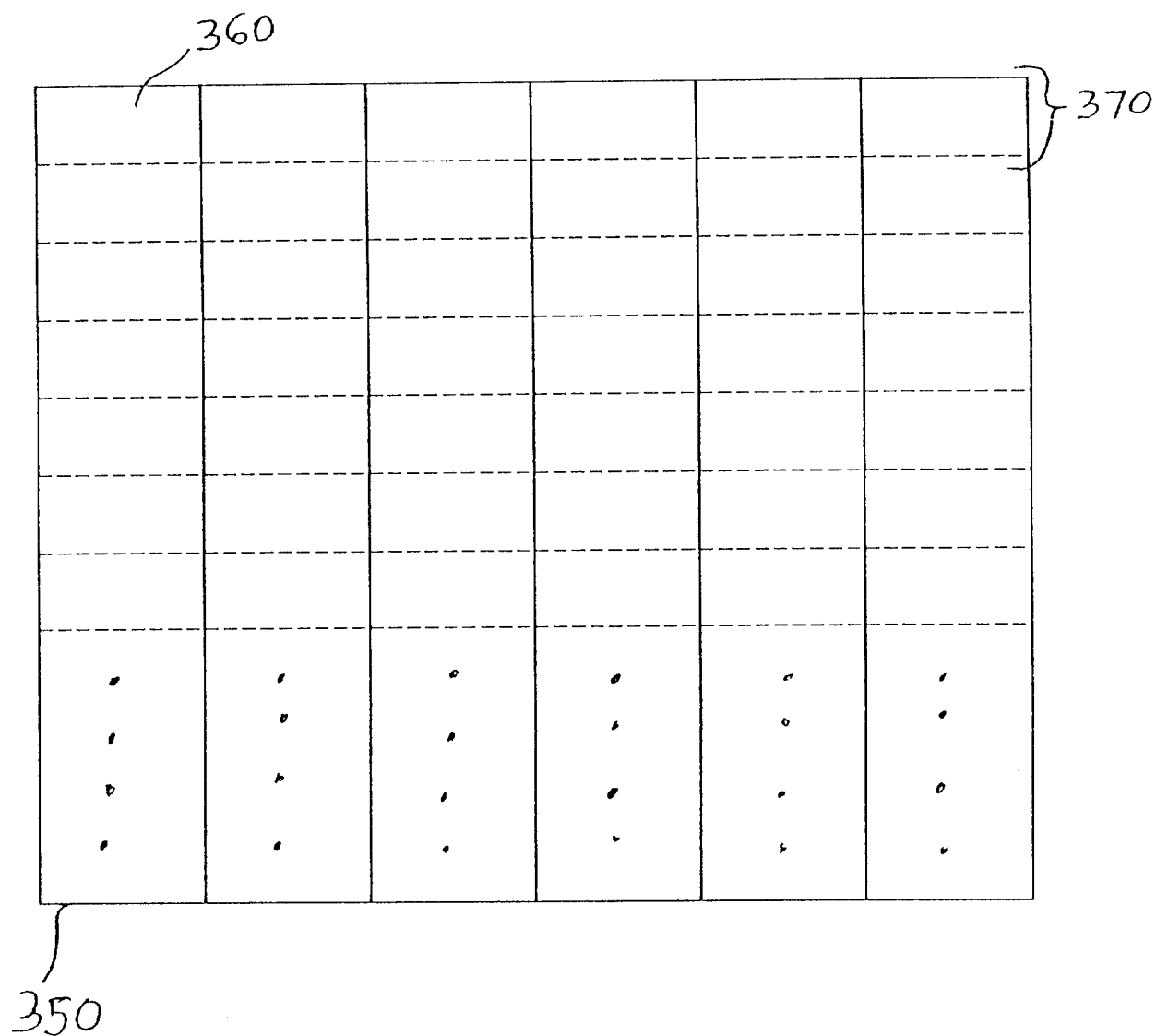


图 2(c)
(先有技术)

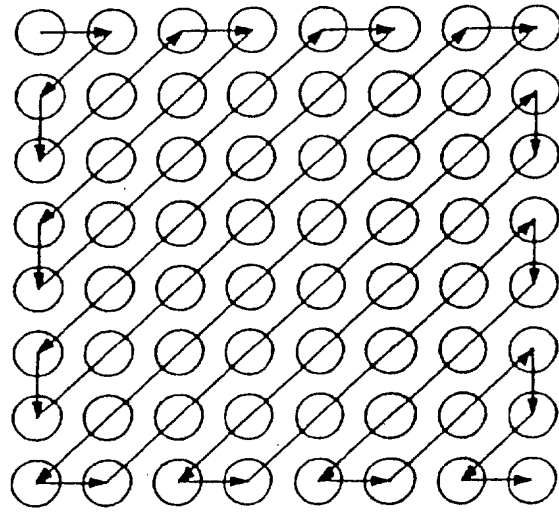


图 2(d)
(先有技术)

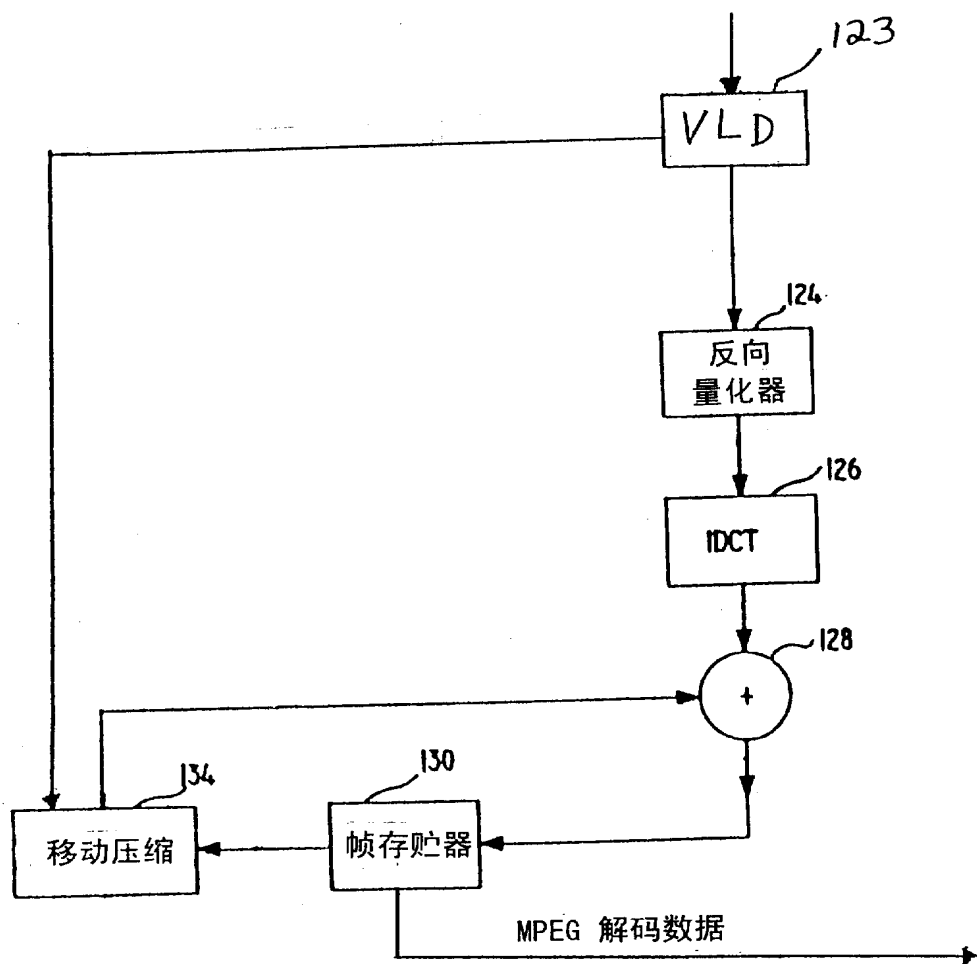


图 3
(先有技术)

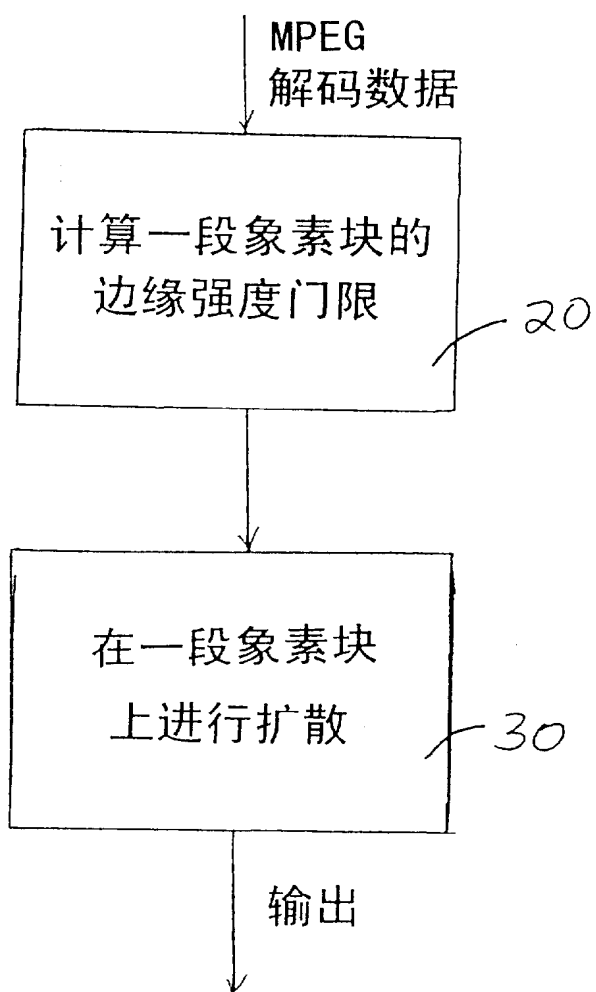


图 4

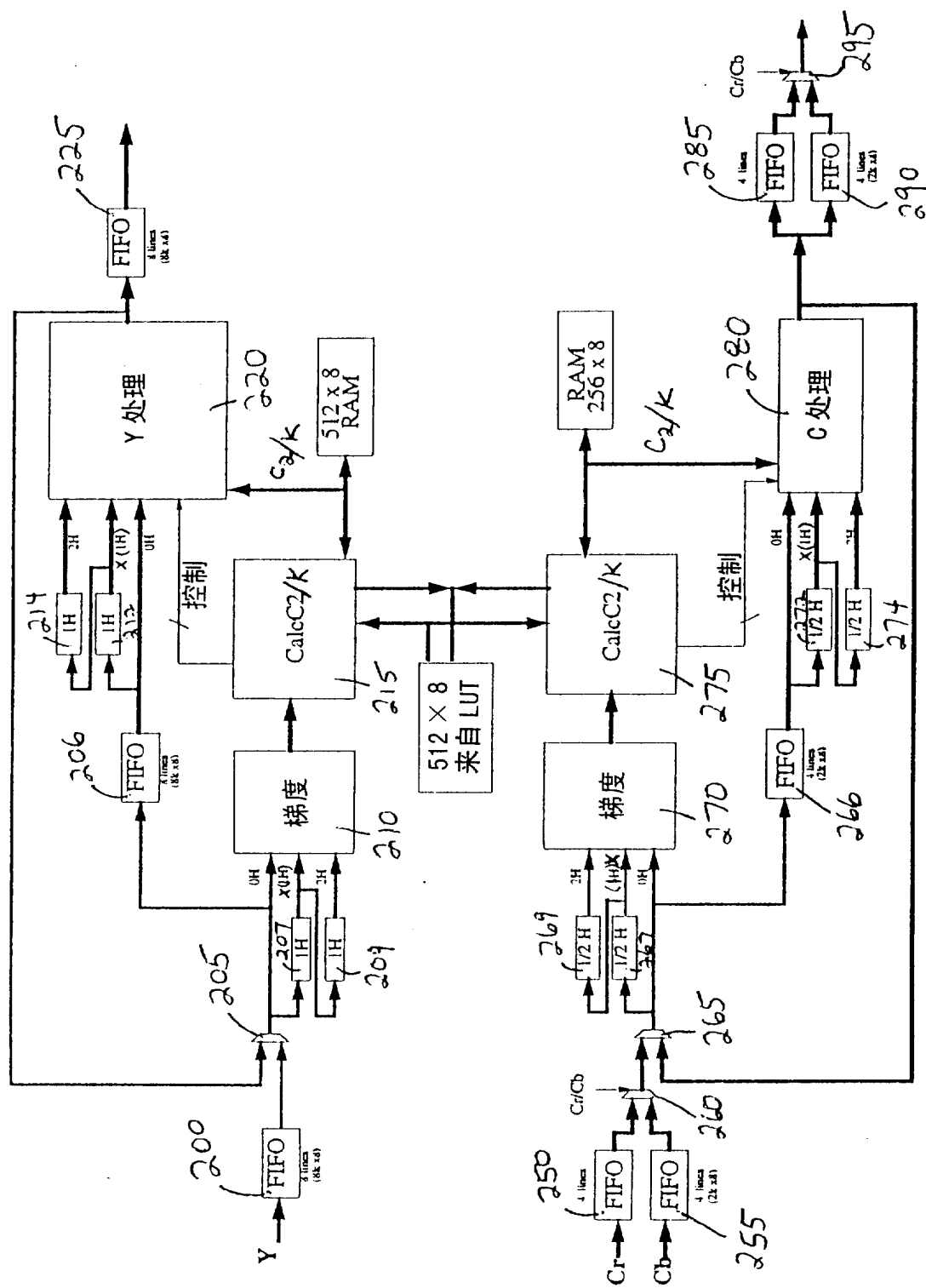


图 5 (b)

-----N-----2H
 --WXE--1H
 -----S-----0H

图 6(a)

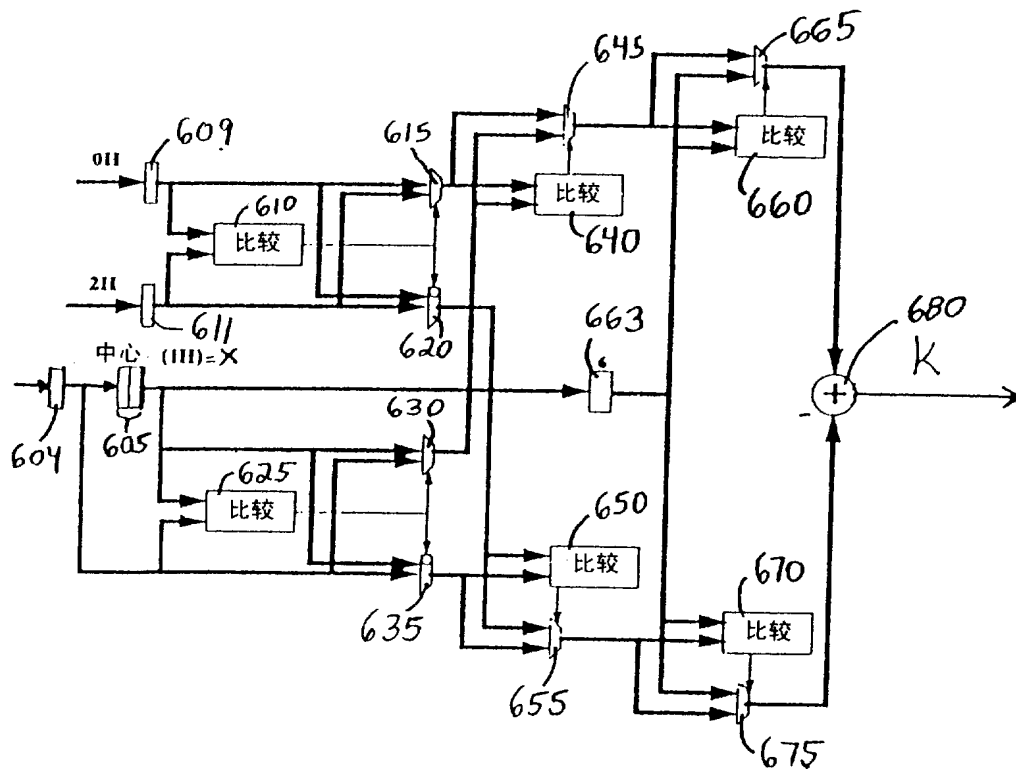


图 6(b)

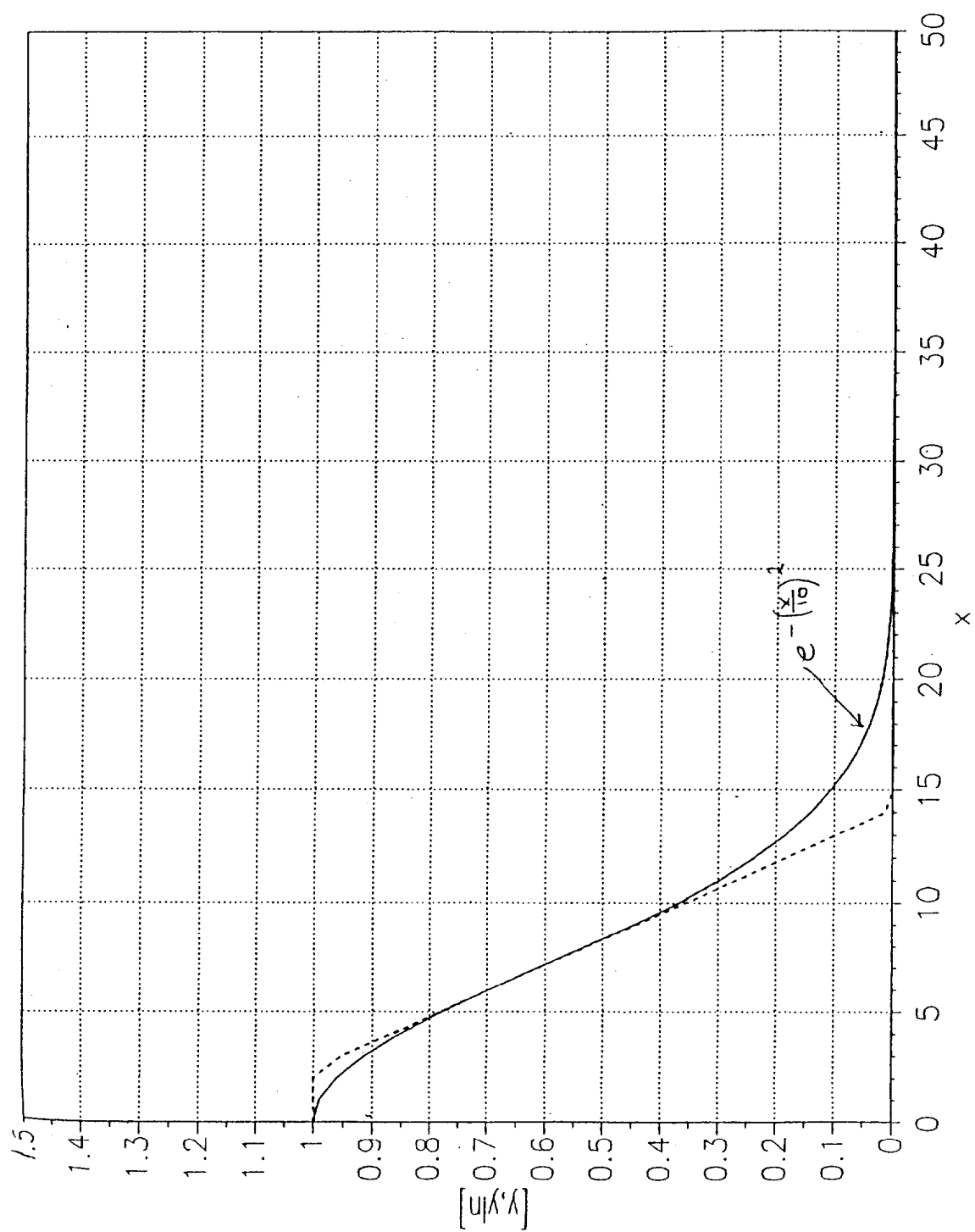


图 7(a)

($K=10$)

线性近似通道 $e^{-\left(\frac{x}{K}\right)^2}$

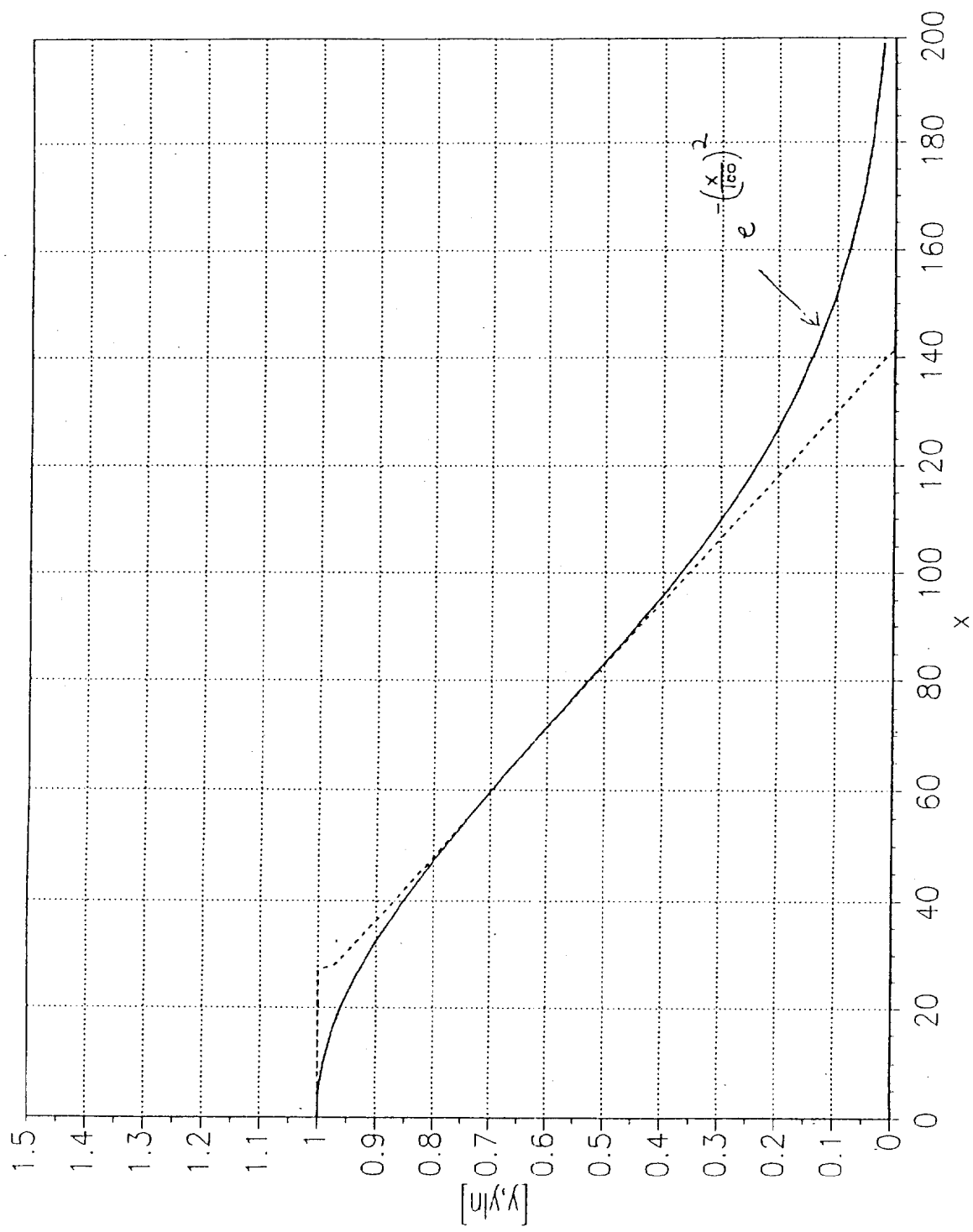


图 7(b) ($K=100$)

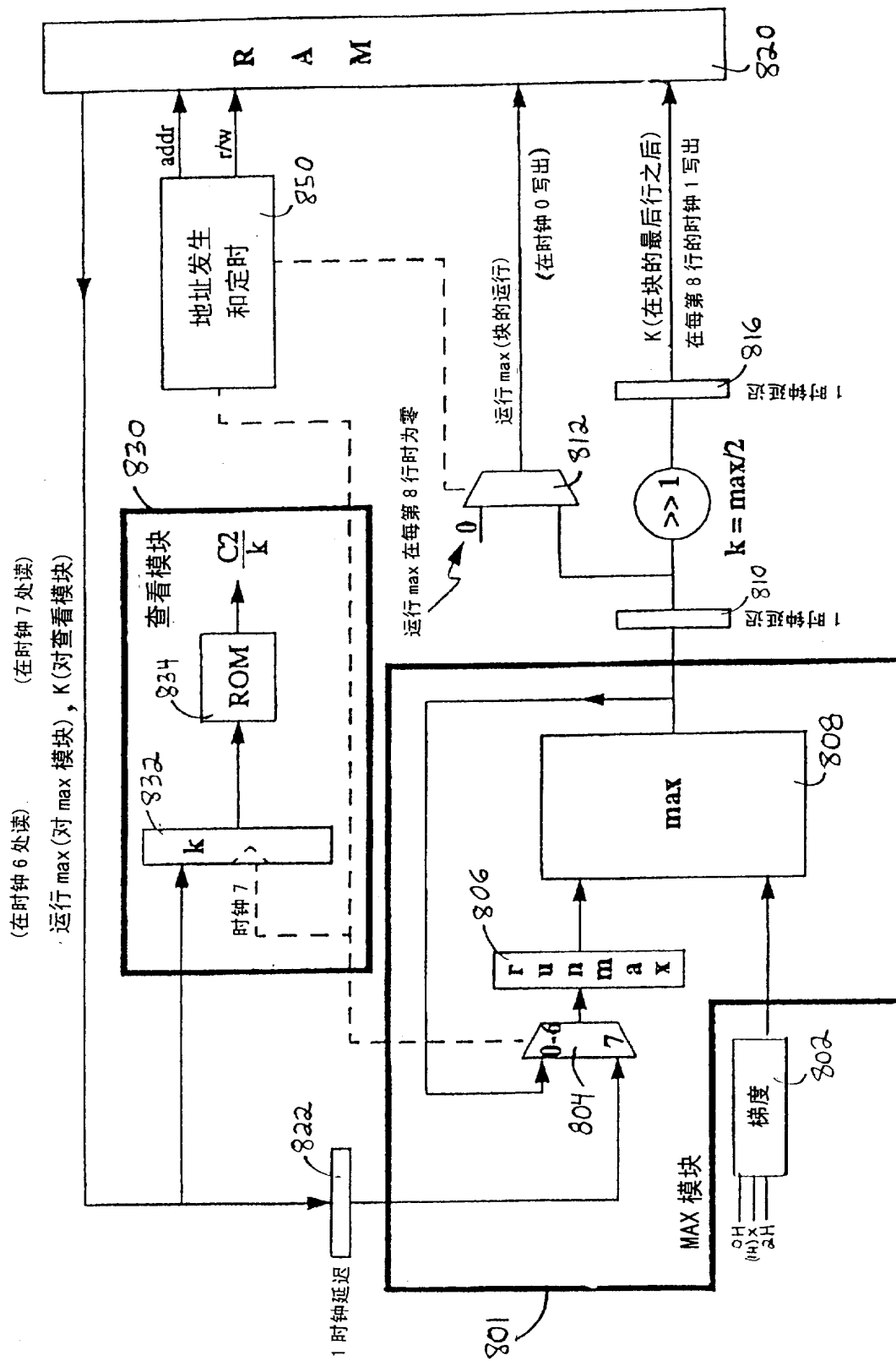


图 8

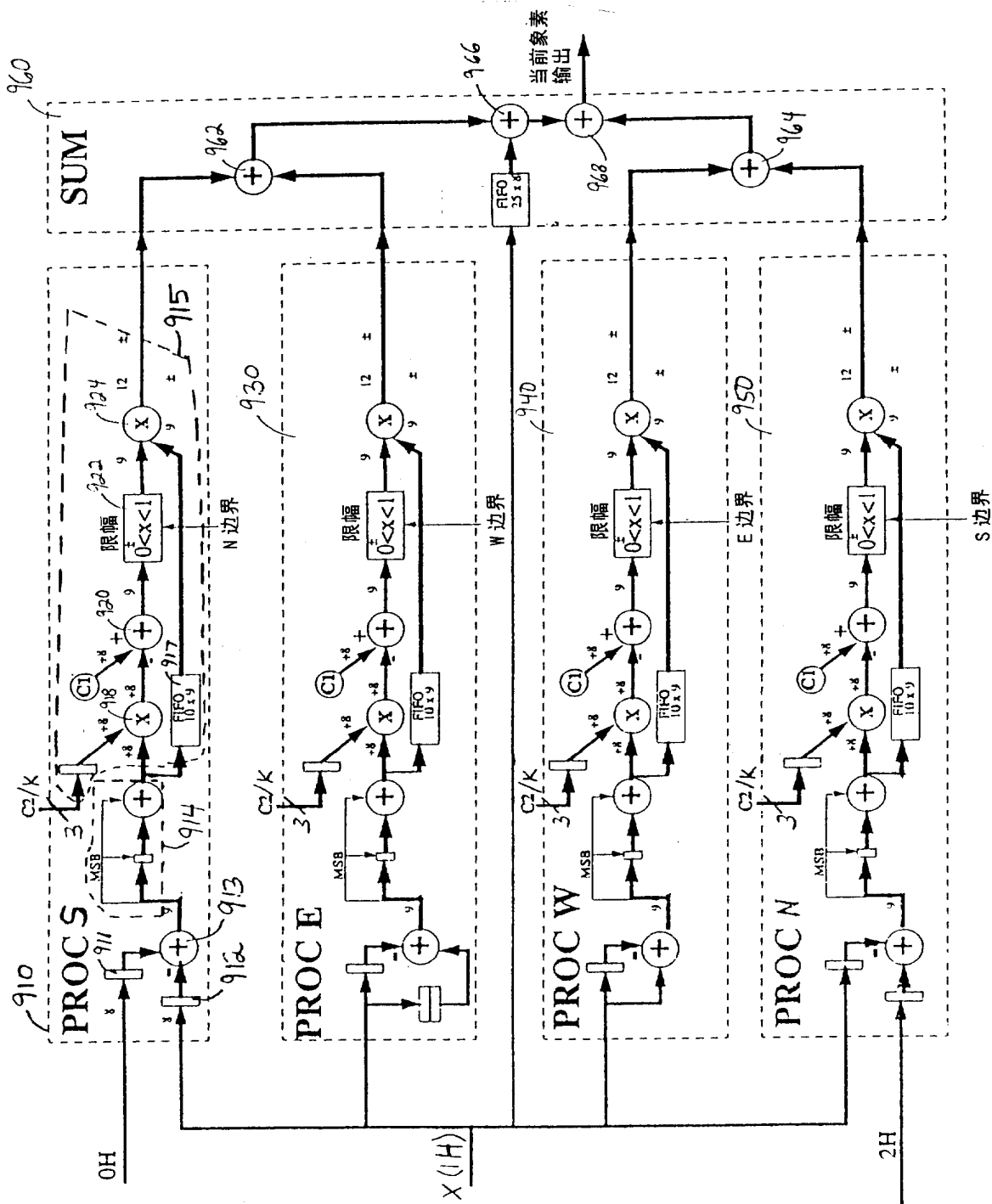


图 9

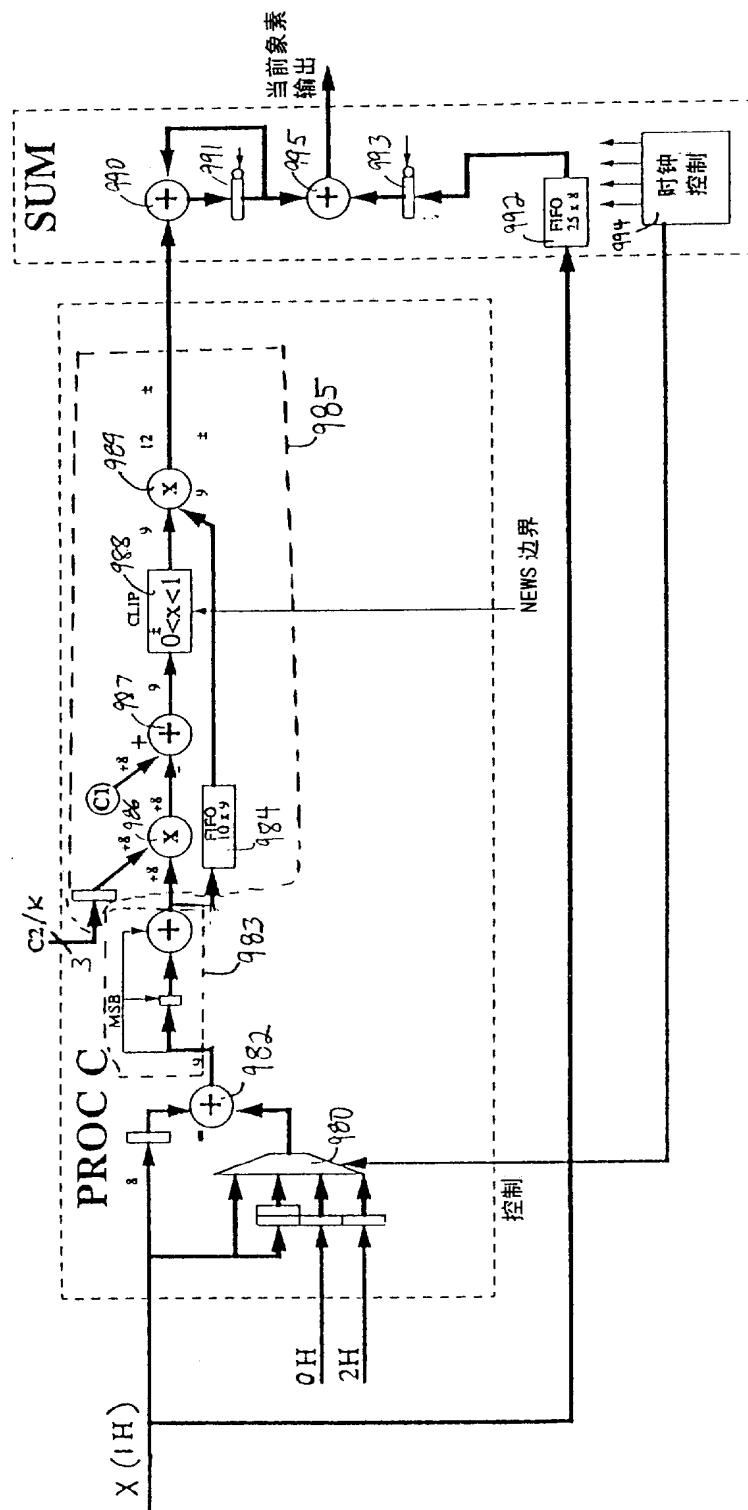


图 10